TE - II - 001

Semiconductores. La unión P-N

Malvino
Boyestad } Bibliografía

conductores
→ semiconductores { Si → el de preferencia (es el segundo elemento más abundante en la naturaleza); Ge → comunicaciones; AsGa → cómputo
aislantes

4 electrones en la órbita externa.

En semiconductores dopados:

→ e^-_- → P

→ e^-_+ → N

Tensión umbral:

Si → 0'7 v

Ge → 0'3 v

AsGa → 1'2 v

Diodo

Es un dispositivo NO LINEAL. (Modelo real)

1N4001
1N4007

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{n V_T}} - 1 \right)$$

V_D: tensión aplicada al diodo

$n \in [0, 2]$

$V_T = \frac{K \cdot T}{q}$ → tensión térmica

Ecuación de Shockley

I_S: Corriente inversa de conducción. Depende de la T^a

Un diodo ideal n = 0

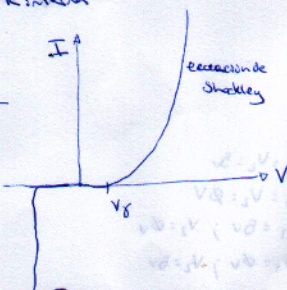
Admite linealizaciones (modelos aproximados):

- Diodo ideal *
- Diodo aproximado sin R interna **
- Diodo aproximado con R interna

* Si no especifica lo contrario, utilizaremos este modelo en examen

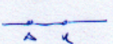
** Si nos dice el nombre del elemento (germanio, silicio...) no es ideal. Nos dará datos para escoger el modelo con o sin R interna.



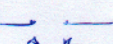


! Diodo ideal

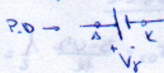
P.D. → cortocircuito



P.I. → circuito abierto

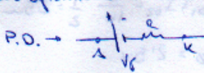


! Diodo aproximado sin R interna

P.D →


P.I. →

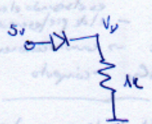

! Diodo aproximado con R interna

P.D. →


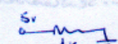
P.I. →


Métodos para resolver circuitos con diodos:
- Reducción al absurdo
- Métodos numéricos
- Punto crítico del diodo

! Reducción al absurdo



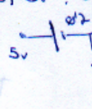
a) Suponemos DON



$V_0 = 5v$

$I_D = \frac{5}{1k} = 5mA$ $I_D > 0 \rightarrow ON \rightarrow OK!$

b) Si ; Suponemos DON

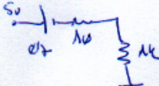


$5 = 0'7 + I_D \cdot 1k$

$I_D = 4'3mA$

$V_0 = 4'3v$

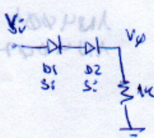
c) Si ; $R_i = 10\Omega$; Suponemos DON



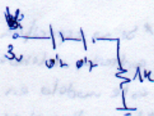
$5 = 0'7 + I_D \cdot 1010$

$I_D = \frac{4'3}{1010} mA$ $V_0 = \frac{4'3}{1010}$

Ej./



¿I, V_0? $\begin{cases} V_1 = 3v & a \\ V_1 = 1v & b \end{cases}$



a.

$I_{D1} = I_{D2} = \frac{3 - 0'7 - 0'7}{1k} = 1'6mA$

$1'6mA > 0 \rightarrow OK!$

$V_0 = 1'6v$

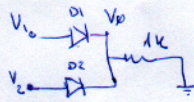
b.

$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1 - 0'7 - 0'7}{1k} = -0'4mA$

$-0'4mA < 0 \rightarrow MAL!$

$V_0 = 0v$

Ej./



D1, D2 Si

I_{D1}, I_{D2}, V_0
- a. $V_1 = V_2 = 5v$
- b. $V_1 = V_2 = 0V$
- c. $V_1 = 5v$; $V_2 = 0v$
- d. $V_1 = 0v$; $V_2 = 5v$

Ideal

a. $I_{D1} = I_{D2} = \frac{5}{1k} \cdot \frac{1}{2} = 2'5mA$

$V_0 = 2'5v$.

b. $I_{D1} = I_{D2} = 0V$

$V_0 = 0v$

c. $I_{D1} = \frac{5}{1k} = 5mA$ $V_0 = 5v$

$I_{D2} = 0A$

d. $I_{D1} = 0A$ $V_0 = 5v$ $I_{D2} = 5mA$

Aproximado sin R

a. $I_{D1} = I_{D2} = \frac{5 - 0'7}{1k} \cdot \frac{1}{2} = 2'15mA$

$V_0 = 4'3v$

b. $I_{D1} = I_{D2} = 0V$ $V_0 = 0V$

c. $I_{D2} = 0A$ $I_{D1} = \frac{5 - 0'7}{1k} = 4'3mA$ $V_0 = 4'3v$

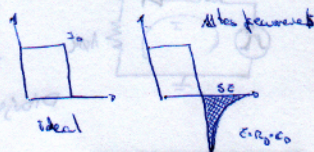
d. $I_{D1} = 0A$ $I_{D2} = 4'3mA$ $V_0 = 4'3v$



Capacidad de difusión
Capacidad de deplexión

! Clases de diodos

- Diodos schottky (prácticamente no tienen región de deplexión, reduciendo así las capacidades parásitas y haciéndolos adecuados para altas frecuencias)



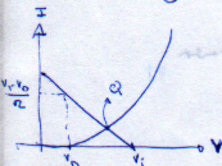
- Diodos de potencia (región de deplexión más ancha)

  En conducción soportan tensiones muy bajas y corrientes muy altas.

  En polarización inversa, soportan tensiones inversas muy altas y corrientes muy bajas.

- Varicaps (diodo que trabaja como un condensador variable controlado por tensión)
- Fotodiodos (diodo cuya corriente es una función de luz que reciben)
- Diodos emisores de luz (LEDs)
- Diodos zener

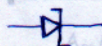
! Recta de carga



Don
$V_D = V_D$
$I_D = \frac{V_i - V_D}{R}$
(x_1, y_1)

Doff
$I_D = 0A$
$V_D = V_D = V_i$
(x_2, y_2)

Diodo zener

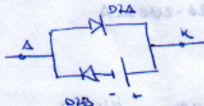


Polarización directa: rectificador

Polarización inversa: $|V_i| < |V_z| \to$ OFF

$|V_i| \geq |V_z| \to V_z$

Modelo equivalente:

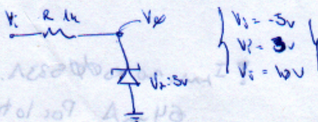


Utilidades:

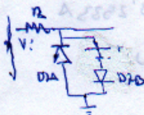
- Referencia de tensión constante.
- Elemento regulación.



Ej.



$V_i = -5v$
$V_i = 3v$
$V_i = 10V$



Suponemos DZB ON

$-5 = 1k \cdot I_{DZA} + 5$ $\quad I_{DZB} = -10mA$

Supongo DZB OFF

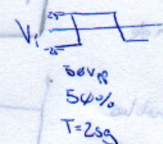
$0 = I_{DZA} \cdot 1k - 5$ $\quad I_{DZA} = \underline{5mA}$

$V_\phi = 0V$

UNAI Martínez

Ejercicio propuesto





50 V_{pp}

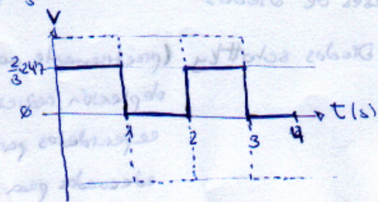
50%

T=2sg

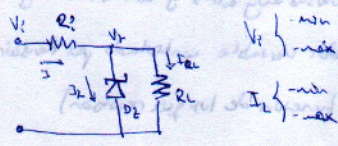
Dibujar forma de onda 2 ciclos

$25 - 5k\cdot I - 0'3 - 10k \cdot I = 0$

$\frac{24'7}{15k} = I \to V_x = \frac{24'7}{15k}\cdot 10k = \frac{2}{3}\, 24'7$



Regulador Zener



V_i { -mín, -máx

I_L { -mín, -máx

| $R_i\ (\Omega)$, $P_0(R_i)$, P_0 (Zener)

worst-case { V_i mínima, I_{RL} máxima, I_Z mínima (A)

{ V_i máxima, I_{RL} mínima, I_Z máxima (B)

$I = \frac{V_i - V_Z}{R_i} = I_Z + I_{RL}$

! Normalmente $I_{Zmax} = 10\, I_{Zmin}$

(A)

$I = \frac{V_{imin} - V_Z}{R_i} = I_{RLmax} + I_{Zmin}$

$R_i = \frac{V_{imin} - V_Z}{I_{RLmax} + I_{Zmin}}$

(B)

$I = \frac{V_{imax} - V_Z}{R_i} = I_{RLmin} + I_{Zmax}$

$R_i = \frac{V_{imax} - V_Z}{I_{Zmin} + I_{Zmax}}$

Ej.

Ejemplo 36 (Savant et Al)

$V_Z = 10V$

$V_i = 14-20V$

$I_{RL} = 20-200\,mA$

$\frac{14V-10V}{200mA + I_{Zmin}} = \frac{20V-10V}{20mA + 10 I_{Zmin}}$

$0'08 + 40 I_{Zmin} = 2 + 10 I_{Zmin}$

$30 I_{Zmin} = 2 - 0'08$

~~$(80mA + 40 I_{Zmin} = 2000mA + 10 I_{Zmin})$~~

$I_{Zmin} = \frac{1920\,mA}{30} = 64\,mA$

$I_{Zmax} = 10 I_{Zmin} = 0'533\,A$

$R_i = 15'8\,\Omega$

$P(R_i) = I^2 R$

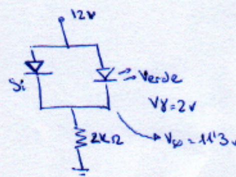
$I = I_{Zmax} + I_{RLmin} = 0'533 + 0'02 = 0'553\,A \to P = (0'533)^2 \cdot 15'8 = 6'3\,W$

$I = I_{Zmin} + I_{RLmax} = 0'0533 + 0'2 = 0'2533\,A$

$P(Z) = I_{Zmax} \cdot V_Z = 0'533 \cdot 10 = 5'33\,W$

! I_{Zmin} no es 0'0533 A, es 64 mA. Por lo tanto, $I_{Zmax} = 640\,mA$

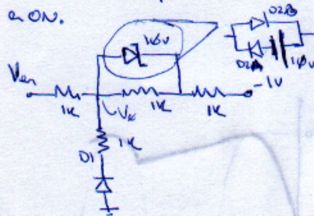
2.12 Boylestad



El diodo de silicio empieza antes a conducir y polariza el LED en inversa.

! Punto crítico

El diodo está ON pero la corriente que lo atraviesa es ≃ Ø. Es justo el punto de transición de ON a OFF o de OFF a ON.



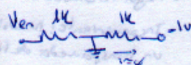
1) Suponer el diodo en punto crítico
2) Determinar el estado de cada diodo restante
3) Calcular el punto crítico
4) Determinar las regiones y espacio de estados
5) Construir la tabla de transiciones / estados
6) Resolver el circuito

} Tantas veces como diodos haya en el circuito

Punto crítico D1

D1 ON ; $I_{D1} \simeq Ø$

D2A OFF   D2B ON

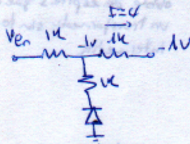


$V_{en} = \frac{1}{1K} \cdot 1K + Ø = 1v$

Punto crítico D2B

D2B ON ; $I_{D2B} \simeq Ø$

D2A OFF



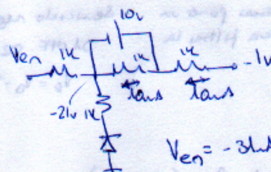
$V_{en} = -1 - \frac{1}{1k} \cdot 1k = -2V$

Punto crítico D2A

D2A ON ; $I_{D2A} \simeq Ø$

D2B OFF   D1 ON

$-\frac{10}{1k} \cdot 2k - 1V = -21V$



$V_{en} = -31mA \cdot 1k - 21 = -52V$

(a) (b) (c) (d)

V_0 — V_{en}: -52v, -2v, 1v

D2A: ON | OFF
D2B: OFF | ON
D1: ON | OFF

a) $V_0 = \frac{V_{en} - 11}{3}$

b) $V_0 = 0'4V_{en} - 0'2$

c) $V_0 = 0'33V_{en} - 0'33$

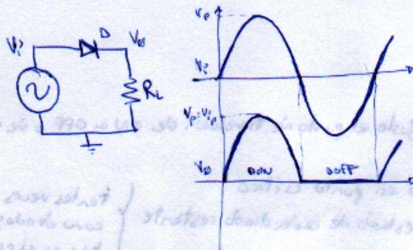
d) $V_0 = \frac{V_{en} - 1}{2}$

Circuitos con diodos

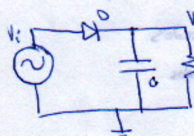
Hambley
Boylestad

Rectificadores: C/A → C/C

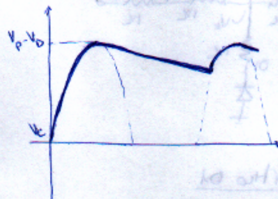
Rectificador de media onda



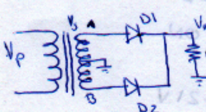
- Poco rendimiento
- Pese a ser unipolar, no es en absoluto continua



- En los ciclos positivos, V_C se carga
  $V_C = V_p - V_D$
- $T >> \tau$, para que el condensador no tenga tiempo para descargarse

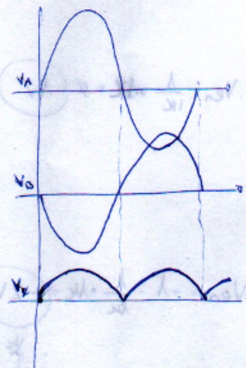


Rectificador de doble onda



- Semiciclo positivo:
  D1 ON D2 OFF
  $V_0 = V_A - V_D$
- Semiciclo negativo:
  D1 OFF D2 ON
  $V_0 = V_B - V_D$

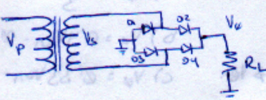
- También podemos poner un condensador para filtrar la salida.



- Mayor rendimiento
- Inconveniente: necesitamos un transformador de toma intermedia (caro)
  $V_S = \frac{V_{AB}}{2}$
  Para conseguir la misma tensión, necesitamos el doble de espiras que con un transformador sin toma intermedia

Puente de diodos (Graetz)

- No necesitamos transformador de toma intermedia.

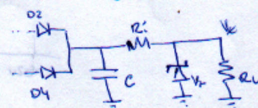


- Inconveniente: en lugar de tener la caída de tensión en un diodo, la tenemos en dos.
- También podemos añadir un condensador de filtrado

- Semiciclo positivo:
  D2/D3 ON D1/D4 OFF
  $V_0 = V_S - V_{D2} - V_{D3}$

- Semiciclo negativo
  D1/D4 ON D2/D3 OFF
  $V_0 = V_S - V_{D1} - V_{D4}$

- Podemos añadir un regulador zener para estabilizar la salida.



TE-II-007

Cálculo de la capacidad del condensador para rectificadores de doble onda.

$$C = \frac{I_L \cdot T}{2 V_R}$$ (resultado en Faradios)

Ejercicio

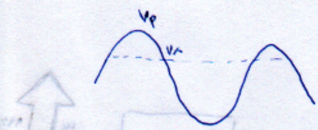
Hambley 3.5

- → $I_L = 0'1 A$
- → $V_{cc} = 15 v$
- → $V_S = 110\ V_{rms}$
- → $f = 60 Hz$
- → $V_R = 0'4 v$
- → Diodos de silicio

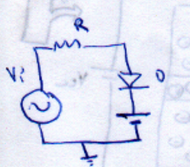
¿Número de espiras en el secundario?

$$C = \frac{100mA \cdot 0'016\overline{6}}{2 \cdot 0'4v} = 2'08\overline{3}\ mF$$

Circuitos recortadores (limitadores)



$\rightarrow$



Si $V_i > V_{cc} + V_D$

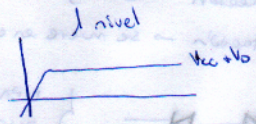
D ON

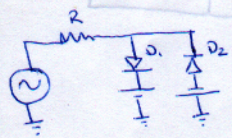
$V_0 = V_{cc}$

Si $V_i \leq V_{cc} + V_D$

D OFF

$V_0 = V_i$





Si $V_i \geq V_{cc} + V_{D1}$

D1 on

D2 off

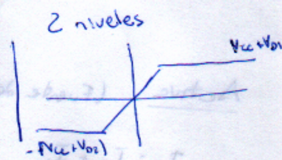
$V_0 = V_{cc} + V_{D1}$

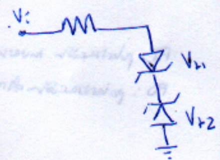
Si $V_i < V_{cc} + V_{D2}$

D2 on

D1 off

$V_0 = -(V_{D2} + V_{cc})$





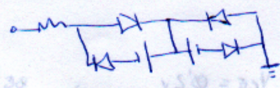
Si $V_i \geq V_{z2} + V_{z1A}$

Dz1A Dz2B ON

$V_0 = V_{z2} + V_{z1A}$

Si $V_i < -(V_{z1} + V_{z2A})$

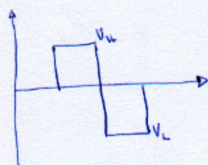
$V_0 = -V_{z1} - V_{z2A}$

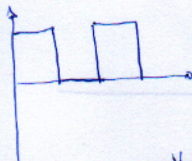


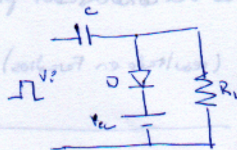
Recortador zener a dos niveles

TE-II-008

Cambiadores de nivel







$\tau \gg T (V_c)$

$R_L C$

Con $V_{cc} = 0 \gg$

$V_H \rightarrow D_{on}$ $V_L \rightarrow D_{off}$

C carga $(V_H - V_D) = V_H$ $V_0 \simeq cte = -2V_i$ (Si: D ideal)

$V_0 = V_D$

Ejercicio

Boylestad 2.22

$V_H = 10v$

$V_L = -20v$

$C = 1\mu F$

$V_{cc} = 5v$

$R_L = 100K$

$f = 1KHz$ $T = 1mseg$ $T/2 = 500\mu seg$

$\tau = R_L \cdot C = 1\mu F \cdot 100 = 100$ mseg

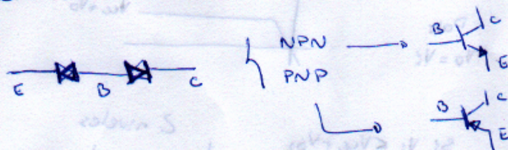
$V_i \rightarrow V_L (-20v) \rightarrow D_{on}$ $V_C = -25v$ $V_0 = 5v$

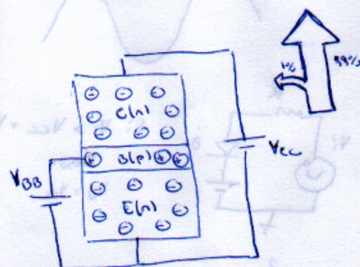
$V_i \rightarrow V_H (10v) \rightarrow D_{off}$ $V_C = cte$ $V_0 = -V_C + V_H = 35v$

Transistor bipolar

Amplificación → en región activa

Conmutación → se mueve en corte o saturación





Activa (Fuente de corriente controlada por corriente)

$I_E = I_B + I_C$

$I_C = \beta \cdot I_C$

$I_E \simeq I_C$

NPN $0'7 = V_{BE}$

PNP $-0'7 = V_{BE}$

Corte

$I_B = 0A \rightarrow$ BE (PI)
BC (PI)

$I_C = \beta \cdot I_B = 0A$

PI: polarización inversa

PD: polarización directa

Saturación

$I_{C\,sat} < I_{C\,max}$

$V_{CE} = 0'2v$ (NPN) BE (PD)

$V_{BE} = 0'8v$ BC (PD)

Activa inversa

BE (PI) BC (PD)

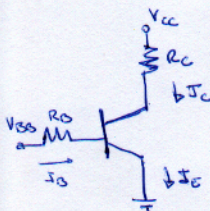
Potencia disipada (P_D) = $I_C \cdot V_{CE}$

! En el caso de los PNP, las corrientes circulan en sentido contrario y las tensiones son inversas.

Podemos "darle la vuelta", situando el emisor donde el colector, y viceversa. De esta manera, podemos utilizar tensiones positivas.

Punto de trabajo

$Q = (V_{CE}, I_C)$



$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE}$

$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE}$

$I_C = \beta \cdot I_B$

$V_{CC} = 12v$ $R_C = 1k$ ($R_B = 1M$) $V_{BB} = 5v$ | $\beta = 3ØØ$

$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} \rightarrow 5v = I_B \cdot 1M + Ø'7 \rightarrow I_B = 4'3\,\mu A$

$I_C = \beta \cdot I_B \rightarrow I_C = 3ØØ \cdot 4'3\mu = 1'29\,mA$

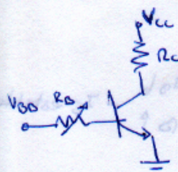
No está en activa, está en saturación

($R_B = 1ØØk$) $I_B = \frac{4'3}{1ØØk} = 43\mu A$ $I_C = 12'9\,mA$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 12v - 12'9\,mA \cdot 1k = -Ø'9\,v$

$V_{CE} = Ø'2v \rightarrow V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C \rightarrow I_C = 11'8\,mA$ $Q = (Ø2v, 11'8\,mA)$

$I_{C\,sat} = \frac{V_{CC} - Ø'2}{R_C} = \frac{12 - Ø'2}{1k} = 11'8\,mA$

$I_{B\,sat} = \frac{I_{C\,sat}}{\beta} = \frac{11'8\,mA}{3ØØ} = 4Ø\mu A$ $I_B = \frac{5 - Ø'7}{1ØØk} = 43\mu A$ $43\mu A > 4Ø\mu A$ saturado

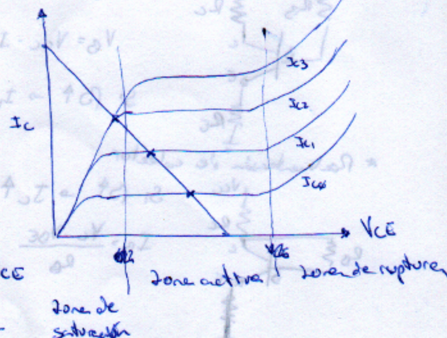


$I_{C1} = \beta I_{B1}$

$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE}$

"

etc.



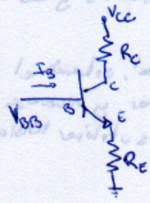
Recta de carga

↳ Corte $I_B = ØA$, $I_C = ØA$, $V_{CC} = V_{CE}$

↳ Saturación $V_{CE} = Ø'2v$ $I_C = \frac{V_{CC} - Ø'2v}{R_C}$

Polarización de transistores

! Polarización de emisor



$Q(V_{CE}, I_C)$

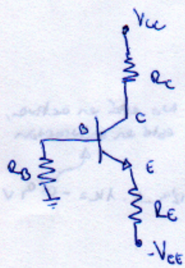
$V_{BB} = V_{BE} + V_E$

$V_E = I_E \cdot R_E$

$V_{BB} - V_{BE} = I_E \cdot R_E$

$I_E \simeq I_C = \dfrac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$

! Polarización de emisor con dos alimentaciones



$V_B = V_{BE} + I_E \cdot R_E - V_{EE}$

$\emptyset = V_{BE} + I_E \cdot R_E - V_{EE}$ } $I_C \simeq I_E$

$I_E = \dfrac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$

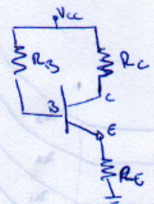
$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE} + I_E \cdot R_E - V_{EE}$

$V_{CC} = I_C (R_C + R_E) + V_{CE} - V_{EE}$

$V_{CC} + V_{EE} - I_C (R_C + R_E) = V_{CE}$

! Polarización con realimentación negativa

* Realimentación de emisor

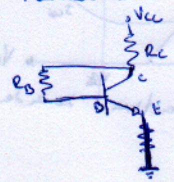


$V_B = V_{BE} + I_E \cdot R_E \rightarrow I_E = \dfrac{V_B - V_{BE}}{R_E}$

$V_B = V_{CC} - I_B \cdot R_B$

Si $\beta\uparrow \rightarrow I_E\uparrow \rightarrow V_B\uparrow \rightarrow I_B\downarrow$ Como $I_B\downarrow$ $\beta\uparrow$ $\rightarrow I_E$ estable

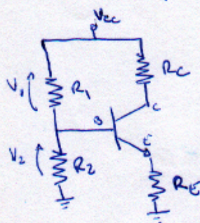
* Realimentación de colector



Si $\beta\uparrow \rightarrow I_C\uparrow \rightarrow V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C \rightarrow V_C\downarrow$

$I_B = \dfrac{V_C - V_{BE}}{R_B}$ Como $V_C\downarrow$ $I_B\downarrow$ $\rightarrow I_C$ estable

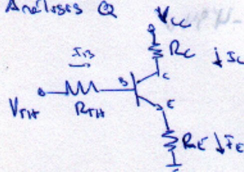
! Polarización por divisor de tensión



indep. β
Una sola fuente de alimentación

R_1, R_2, R_C, R_E

* Análisis Q



Ej./ Malvino 8.3

$R_1 = 10k$
$R_2 = 2k2$
$R_C = 3k6$
$R_E = 1k$
$\beta = 200$
$V_{CC} = 10V$

$R_{TH} = 10k \| 2k2 = 1k8$

$V_{TH} = \frac{10 \cdot 2k2}{12k} = 1'8V$

$1'8 = 1k8\, I_B + 0'7 + 200\, I_B$

$I_C = I_E = \beta I_B$

$10 = 3k6\, I_C + V_{CE} + 1k \cdot I_C$

* Pautas de diseño

$V_E = 0'1 V_{CC} \rightarrow R_E$

$R_C = 4 R_E$

$R_2 \leq 0'01 \cdot \beta \cdot R_E$

$R_1 = \frac{V_1}{V_2} R_2$

Ej./ $V_{CC} = 10V$ $I_E = 10mA$ $\beta \in [100, 300]$

$V_E = 0'1 V_{CC} = 0'1 \cdot 10V = 1V$

$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1V}{10mA} = 100\Omega$ $R_C = 4 \cdot R_E = 400\Omega$

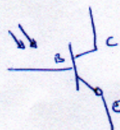
$R_2 \leq 0'01 \cdot \beta \cdot R_E$ $R_2 = 0'01 \cdot 100 \cdot 100\Omega = 100\Omega$

$R_1 = \frac{8'3}{1'7} 100\Omega = 488\Omega$

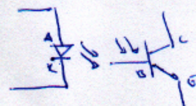
Fototransistor

$I_B = f(Luz)$

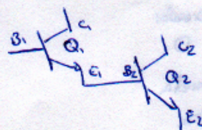
$I_C = \beta I_B$



Optoacoplador



Darlington



$I_{E1} = \beta_1 \cdot I_{B1}$

$I_{E1} = I_{B2}$

$I_{E2} = \beta_2 \cdot I_{B2}$

$= \beta_2 \cdot I_{E1}$

$= \beta_2 \cdot \beta_1 \cdot I_{B1}$

$\beta_T = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \ldots \cdot \beta_n$

n: número de etapas.

TE-II-012

Efecto Early

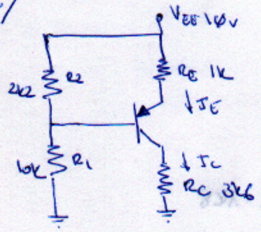
↳ 1 Página

↳ 3 de mayo

} trabajo voluntario

¡Me huele que va a preguntar esto!

Ej./



$V_B = \frac{10v}{12'2k} \cdot 10k = 8'2v$

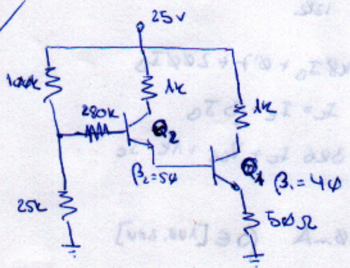
$V_E = 8'2 + 0'7 = 8'9v$

$V_C = \frac{10-8'9}{1k} \cdot 3k6 = 3'96v$

} $V_{CE} = -4'94v$

$I_E = I_C = \frac{10-8'9}{1k} = 1'1mA$

Ej./



$V_{BB_2} = 25 \frac{25k}{125k} = 5v$

100k//25k 280k B_2

$5v = 300k \cdot I_{B2} + 0'7v + 0'7v + I_{E_1} \cdot 50Ω$

$I_{E_1} = 40 \cdot 50 \cdot I_{B2}$

$I_{B2} = 8'9 \mu A$

$I_{E_1} = 18'12 mA$

$Q_1 (5'83v, 18'12mA)$

$Q_2 (22'23v, 445 \mu A)$

Transistores de efecto de campo

Bibliografía:

Malik, N.

Lesra, A.

JFET (unión)

MOSFET (metal óxido semiconductor)

! Los FET y todos los basados en éstos componentes son muy sensibles a descargas electrostáticas.

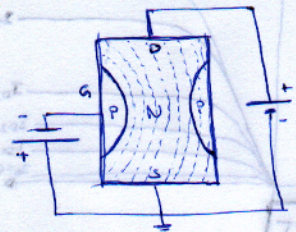
Bipolar	FET
Activa / Conmutación	Activa / Conmutación (resistencia controlada)
E, B, C	Fuente, Puerta, Drenador
Emisor, Base, Colector	S, G, D
Ganancia alta	Ganancia discreta
$Z_{entrada}$ discreta	$Z_{entrada}$ infinita
Sensibles al ruido	Inmunes al ruido
Fuente corriente controlada por corriente	Fuente corriente controlada por tensión
NPN o PNP	Canal N o Canal P
2 tipos de portadores	Unipolares

TE - II - 013

JFET

Siempre de empobrecimiento

! Vamos a ver de canal N. Canal P lo mismo pero invirtiendo polaridades.



! Como cuesta lo mismo fabricar una o dos puertas, normalmente encontramos dos. Aunque es útil en ciertas aplicaciones, como los mezcladores, nosotros veremos sólo una.

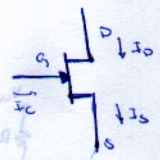
! Paralelismo con una manguera. Fluye S → D a la que aplico presión lateralmente, G.

→ Estados
- ↳ ON
  - ↳ Activa (active)
  - ↳ Zona óhmica (saturación)
- ↳ Corte

$V_{GS} = 0v$ } I_D máxima, I_{DSS}

$V_{GS\,off}$ ó V_P → $V_P = -V_{GS\,off}$ } $I_D = 0A$

↓ tensión puerta-fuente; ↓ tensión drenador-fuente



$I_S = I_D + I_G$, $I_G = 0A$ } $I_S = I_D$! No es una aproximación, como sucedía en los bipolares.

$P = I_D \cdot V_{DS}$ → Potencia disipada

$J(V_{DS}, I_D)$ → Punto de trabajo

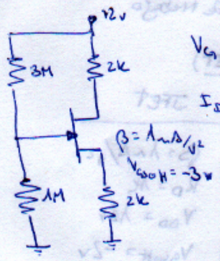
Transductancia mA/V²

V_{GS}: $V_{GS} \leq V_{GS\,off}$ → Corte → $I_D = 0A$

$V_{GS} > V_{GS\,off}$ → Activa si $V_{DG} \geq -V_{GS\,off}$ → $I_D = \beta(V_{GS} - V_{GS\,off})^2$

↳ Zona óhmica si $V_{DG} < -V_{GS\,off}$ → $I_D = \beta\left[2(V_{GS} - V_{GS\,off})V_{DS} - V_{DS}^2\right]$

Ejo



$V_G = \frac{12v \cdot 1M\Omega}{4M\Omega} = 3v$

$I_D = \beta(V_{GS} - V_{GS\,off})^2$

$V_{GS} = V_G - V_S = 3 - 2 \cdot I_D$

$I_D = \beta(3 - 2I_D - V_{GS\,off})^2 = 1(3 - 2I_D + 3)^2$

I_D { 4mA → $V_{GS} = -5v$ No; 2'25mA → $V_{GS} = -1'5v$ Sí

ON y ACTIVA

$V_{DG} > -V_{GS\,off}$ $V_{DG} = V_D - V_G$

$V_D = 12 - 2 \cdot I_D = 12 - 4'5 = 7'5v$ $V_{DG} = 7'5 - 3 = 4'5v$ 4'5 > 3v cumple

$V_{DS} = V_D - V_S = 7'5v - 2 \cdot I_D = 7'5 - 4'5 = 3v$ $J(3v, 2'25mA)$ → punto de trabajo

Curvas de salida del transistor FET

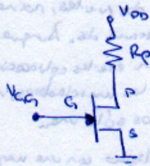
→ Fijamos V_{GS}

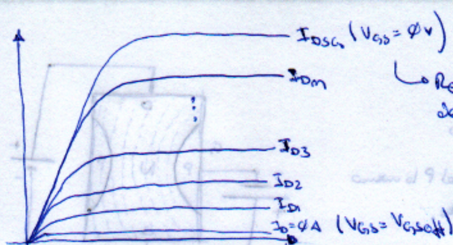
$I_D = \beta(V_{GS} - V_{GS\,off})^2$

→ Si variamos V_{DD} n veces I_D es cte. y varía V_{DS}

$N(I_{D1}, V_{DS1}), (I_{D1}, V_{DS2}), \ldots, (I_{D1}, V_{DSn})$

} Si lo repetimos para m valores de V_{GS}, obtenemos m curvas

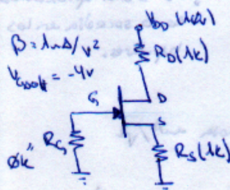




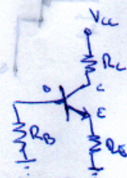
↳ Representa la zona óhmica del transistor

Polarización de los FET

- → Fuente común
- → Modelo de alimentación en fuente
- → Modelo de fuentes de alimentación en fuente
- → Divisor de tensión
- → ∄ modelos de alimentación negativa
- → ∃ la autopolarización



→ Extrapolación a transistor bipolar →



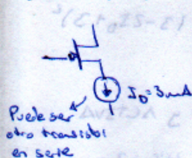
Permanentemente en corte

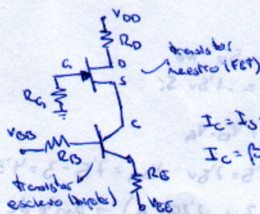
$I_D = \beta (V_{GS} - V_{GSoff})^2$ $\quad V_G = \emptyset v \quad V_{GS} = V_G - V_S = -V_S = -I_D \cdot 1k \quad I_D = (-I_D \cdot 1k + 4)^2$ { $6'56mA \rightarrow V_{GS} = -6'56v$ No; $2'44mA \rightarrow V_{GS} = -2'44v$ Sí

$V_{GS} > V_{GSoff} \quad V_{DG} = V_D - \cancel{V_G}^{\emptyset} = V_D = V_{DD} - I_D \cdot 1k = 10 - 2'44mA \cdot 1k = 7'56v \rightarrow 7'56 > 4v$ ok!

$V_{DS} = V_D - V_S = 7'56 - 2'44 = 5'12v \quad J(5'12v, 2'44mA)$ → punto de trabajo

Modelo por polarización por fuente de corriente (generalmente bipolar + JFET)





$I_C = I_S = I_D$

$I_C = \beta I_B$

Q (bipolar)	JFET
β = 100	β = 1mA/v²
R_B = 100k	R_D = 1k
R_E = 1k	V_{DD} = 10v
V_{EE} = -10v	V_{GSoff} = -2v
V_{BB} = 5v	

$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E \cdot R_{EE} + V_{EE} \quad I_E \simeq I_B \cdot \beta$ sustituimos I_E por βI_B y aplicamos los valores

$5v = I_B \cdot 100k + 0'7v + I_B \beta 1k + (-10v) \quad I_B = 71\mu A \quad I_C = 7'1mA$ estamos suponiendo FET ON y ACTIVA

$I_D = \beta (V_{GS} - V_{GSoff})^2 = 7'1m = (V_{GS} - (-2v))^2 \Rightarrow V_{GS}$ < (✗) / $0'665v$

$V_{DG} = V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D = 10 - 7'1 = 2'9v > 2$ ok!

$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S = -V_S = 0'665v \quad V_S = -0'665v$

$V_{DS} = V_D - V_S = 2'9 - (-0'665) = 3'565v \quad J(3'565v, 7'1mA)$

$V_S = V_C = V_{CE} + I_E \cdot R_E + V_{EE}$

$V_{CE} = V_S - I_E \cdot R_E - V_{EE} = -0'665 - 7'1 + 10 = 2'164v$

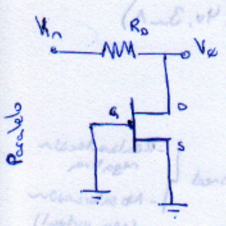
$Q(2'164v, 7'1mA)$

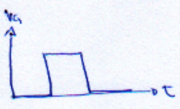
El FET como conmutador analógico

FET ≡ Resistencia controlada por tensión

$$R_{DS} = \frac{|V_{GS_{off}}|}{I_{DSS}}$$

Paralelo

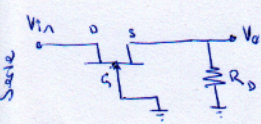




$V_{GS} = V_{GSoff} \rightarrow$ FET corte $\rightarrow R_{DS} = \infty \longrightarrow V_ø = V_{in}$

$V_{GS} = ø_v \rightarrow$ FET óhmica $\rightarrow R_{DS} = \frac{|V_{GSoff}|}{I_{DSS}} \rightarrow V_ø = \frac{V_{in} \cdot R_{DS}}{R_D + R_{DS}} \simeq ø_v$

Serie

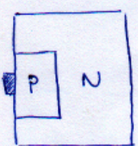


$V_{GS} = ø_v \rightarrow R_{DS} = \frac{|V_{GSoff}|}{I_{DSS}} \longrightarrow V_ø \simeq V_{in}$

$V_{GS} = V_{GSoff} \rightarrow R_{DS} = \infty \rightarrow V_ø \simeq ø_v$

! En ambos casos se debe cumplir $R_D >> R_{DS}$

MOSFET



Empobrecimiento (canal ya creado)



Enriquecimiento (canal sin crear)

$V_t \rightarrow$ tensión de establecimiento

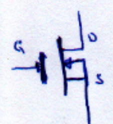
$k \rightarrow$ transconductancia

ON $\rightarrow V_{GS} > V_t$ $\begin{cases} V_{DG} \geq -V_t \rightarrow \text{ACTIVA} \\ V_{DG} < -V_t \rightarrow \text{ÓHMICA} \end{cases}$

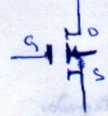
OFF $\rightarrow V_{GS} \leq V_t$

! En ON y ACTIVA $\rightarrow I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_t)^2$

! En ON y ÓHMICA $\rightarrow I_D = \frac{k}{2}\left[2(V_{GS} - V_t)V_{DS} - V_{DS}^2\right]$



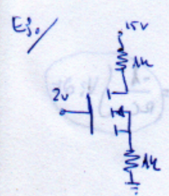
Canal N



Canal N

! Si canal P, cambia el sentido de las flechas

Ej.



$I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_t)^2$

$V_{GS} = V_G - V_S = 2 - I_D \cdot 1k$

$I_D = (2 - I_D \cdot 1k - 1)^2$

$I_D \begin{cases} 2'615 \text{ mA} \rightarrow V_{GS} = -3.3\text{V} \\ ø'385 \text{ mA} \rightarrow V_{GS} = 1'615\text{V} \end{cases}$ ok

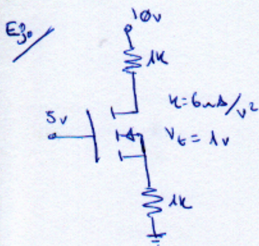
$V_{DG} > -V_t$

$V_D = 15 - ø'385 = 14'615\text{V}$

$V_{DG} = 12'615\text{V} > -1$ ON (ACTIVA)

$V_{DS} = V_D - V_S = 14'615\text{V} - ø'385$

Ej.



$I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_t)^2$

$V_{GS} = V_G - V_S = 5 - I_D \cdot 1k$

$I_D = 3\,mA/v^2\,(5 - I_D \cdot 1k - 1)^2$

$I_D \begin{cases} 5'33\,mA \rightarrow V_{GS} = -0'33v \\ 3\,mA \rightarrow V_{GS} = 2v \end{cases}$ ok

$V_{DS} > -V_t$

$V_D = 10 - 3 = 7v$

$V_G = 5v$

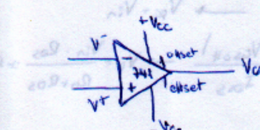
$V_{DG} = 2v$

$2v > -1v$ ON (ACTIVA)

$V_{DS} = V_D - V_S = 7 - 3 = 4v$

$M(4v, 3mA)$

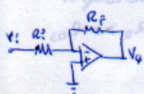
El amplificador operacional



- Impedancia de entrada infinita
- Impedancia de salida nula
- Ganancia en lazo abierto infinita
- Ancho de banda infinito (mentira)

Modo lineal { - Realimentación negativa; - No saturación (masa virtual)

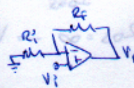
Amplificador inversor



$\frac{V_i}{R_i} = \frac{-V_o}{R_f}$

$V_o = -V_i\left(\frac{R_f}{R_i}\right)$

Amplificador no inversor



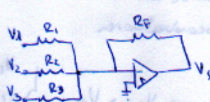
$\frac{V_o - V_i}{R_f} = \frac{V_i}{R_i}$

$V_o = V_i\left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)$

Seguidor de tensión



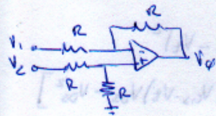
Amplificador sumador inversor



$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = \frac{-V_o}{R_f}$

$V_o = -R_f\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right)$

Amplificador restador



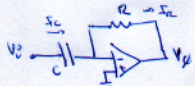
Por superposición:

$V_{o_1} = -V_1\left(\frac{R}{R}\right)$

$V_{o_2} = \frac{V_2}{2}\left(1 + \frac{R}{R}\right)$

$V_o = V_2 - V_1$

Amplificador derivador

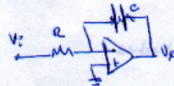


$V_o = -I_R \cdot R$

$I_C = \frac{\partial Q}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial t} C V_i = C\frac{\partial V_i}{\partial t}$ $\quad I_R = I_C \quad V_o = -I_C \cdot R$

$V_o = -R \cdot C\frac{\partial V_i}{\partial t}$

Amplificador integrador



$V_C = \frac{1}{C}\int i\,\partial t$

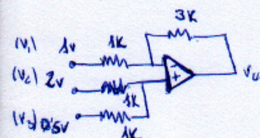
$V_o = -V_C = -\frac{1}{C}\int i\,\partial t = -\frac{1}{C}\int\frac{V_i}{R}\partial t = \frac{-1}{RC}\int V_i\,\partial t$

TE - II - 17

¡Trabajo propuesto para 14 Mayo!: Amplificador de instrumentación. Indicar expresión V_ϕ (Ganancia, seguid. tensión)

Operaciones superposición

→ Varias fuentes



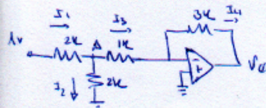
Teorema de superposición

$V_{\phi_1} = -1v\left(\frac{3k}{1k}\right) = -3v$

$V_{\phi_2} = 1v\left(1 + \frac{3k}{1k}\right) = 4v$ $\qquad V_\phi = V_{\phi_1} + V_{\phi_2} + V_{\phi_3} = -3v + 4v + 1v = 2v$

$V_{\phi_3} = 0'25v\left(1 + \frac{3k}{1k}\right) = 1v$

→ Redes resistivas



Por corrientes

$I_1 = \frac{1v - V_A}{2k}$ $\quad I_2 = \frac{V_A}{2k}$ $\quad I_3 = \frac{V_A}{1k}$ $\quad I_4 = \frac{-V_\phi}{3k}$ $\quad I_3 = I_4$ $\quad I_3 = I_1 - I_2$

$\frac{V_A}{1k} = \frac{1v - V_A}{2k} - \frac{V_A}{2k}$ $\qquad 2V_A = 1v - V_A - V_A$ $\qquad V_A = \frac{1v}{4} = 0'25v$

$I_3 = \frac{0'25v}{1k} = \frac{-V_\phi}{3k}$ $\qquad V_\phi = -0'75v$

Por thevenin

$V_{TH} = 0'5v \quad R_{TH} = 1k \quad V_\phi = -0'5v\left(\frac{3k}{2k}\right) = -0'75v$

Por corrientes

$I_1 = \frac{V_\phi - V_A}{R}$ $\quad I_2 = \frac{V_A}{R}$ $\quad I_3 = \frac{V_A - V_B}{R}$ $\quad I_4 = \frac{V_B}{R}$ $\quad I_5 = \frac{V_B - V_i}{R}$ $\quad I_6 = \frac{V_i}{R}$

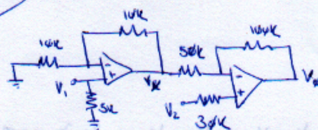
$I_1 = I_2 + I_3 \quad I_3 = I_4 + I_5 \quad I_5 = I_6$

$\frac{V_\phi - V_A}{R} = \frac{V_A}{R} + \frac{V_A - V_B}{R}$ $\qquad \frac{V_A - V_B}{R} = \frac{V_B}{R} + \frac{V_B - V_i}{R}$ $\qquad \frac{V_B - V_i}{R} = \frac{V_i}{R}$

$\frac{V_B}{2} = V_i \quad V_B = 2V_i$ $\qquad \frac{V_A - 2V_i}{R} = \frac{2V_i}{R} + \frac{V_i}{R} \quad V_A = 5V_i$

$\frac{V_\phi - 5V_i}{R} = \frac{5V_i}{R} + \frac{5V_i - 2V_i}{R} \qquad V_\phi = 13V_i$

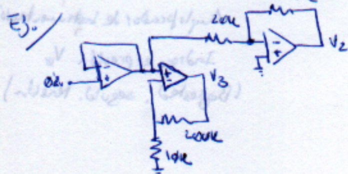
Ej. propuesto



$V_x = V_1\left(1 + \frac{100k}{100k}\right) = 2V_1$

$V_\phi = -2V_1\left(\frac{100k}{50k}\right) + V_2\left(1 + \frac{100k}{50k}\right) = -4V_1 + 3V_2$

Ej./

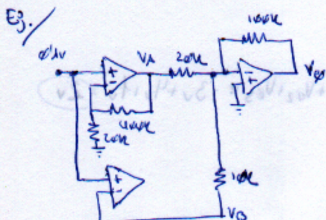


Calcular V_2 y V_3

$$V_2 = -0'2 \cdot \frac{200k}{20k} = 2v$$

$$V_3 = 0'2 \left(1 + \frac{200k}{10k}\right) = 4'2v$$

Ej./



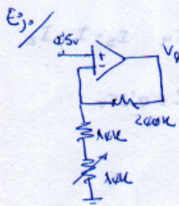
Calcular $V_Ø$

$$V_A = 0'1 \left(1 + \frac{400k}{20k}\right) = 2'1v$$

$$V_B = 0'1v$$

$$V_Ø = -2'1 \left(\frac{100k}{20k}\right) - 0'1v \left(\frac{100k}{10k}\right) = -11'5v$$

Ej./



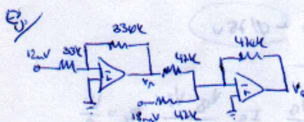
Calcular margen de $V_Ø$

$$V_{Ø1} = 0'5 \left(1 + \frac{200k}{10k}\right) = 10'5v$$

$$V_{Ø2} = 0'5 \left(1 + \frac{200k}{20k}\right) = 5'5v$$

$V_Ø$ = 5'5 - 10'5v

Ej./

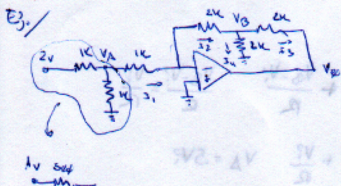


Calcular $V_Ø$

$$V_A = -12mV \cdot \frac{330k}{33k} = -120mV$$

$$V_Ø = -(-120m)\frac{470k}{47k} + 18m \frac{470k}{47k} = 1'2v - 180mV = 1'02v$$

Ej./



Calcular V_A, V_B y $V_Ø$

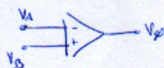
$I_1 = \frac{1v}{1k\Omega}$ $\quad I_2 = I_1$ $\quad V_B = 0 - I_2 \cdot 2k = -I_2 \cdot 2k$

$I_4 = \frac{V_B}{2k}$ $\quad I_3 = I_2 - I_4$ $\quad V_Ø = V_B - I_3 \cdot 2k = -1'5v - 1'5mA \cdot 2k = 4v$

$I_1 = I_2 = 0'6\,mA$ $\quad V_B = -1'5v$ $\quad I_4 = I_2 = I_1$ $\quad I_3 = 2I_2 = 1'5\,mA$

Modo no lineal

Amplificador en lazo abierto



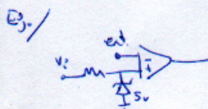
$$V_Ø = K \cdot (V_B - V_A)$$

K: ganancia en lazo abierto

Trabaja como comparador, sólo entre +Vcc y -Vcc

- Si $V_B > V_A \Rightarrow V_Ø = K \cdot \alpha$ donde $\alpha > 0 \Rightarrow$ sat. pos.
- Si $V_B < V_A \Rightarrow V_Ø = K \cdot \alpha$ donde $\alpha < 0 \Rightarrow$ sat. neg.

Ej./

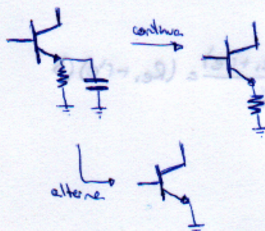


! Nota: cualquier magnitud exterior tiene un transistor asociado normalmente.

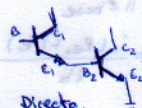
Amplificadores de pequeña señal

! En un amplificador, los transistores deben estar en la región activa para que funcione correctamente.

Masa de señal



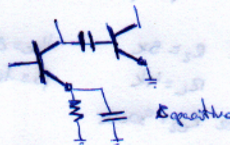
Acoplamiento



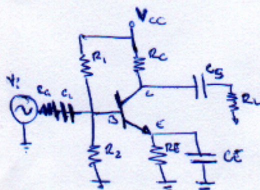
Directo.

! Un error en una etapa se transmite directamente a las etapas posteriores.

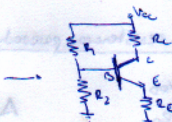
! Aunque no vamos a verlo, también existe el acoplamiento por transformador.



Ejemplo bipolar (emisor común)

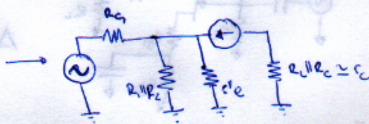


→ Consideramos que nos encontramos en continua, por lo que sustituimos los condensadores por circuitos abiertos y calculamos el punto de trabajo. Tiene que estar en activa obligatoriamente.



! HFE → β continua
hfe → β p. señal

→ Consideramos que nos encontramos en alterna, por lo que sustituimos los condensadores por circuitos cerrados.



$$A_v = \frac{V_0}{V_b} = \frac{-i_c \cdot r_c}{i_c \cdot r'e} = \frac{-r_c}{r'e}$$

$$r'e = \frac{25\,mV}{I_E}$$

$R_1 = 15k \quad R_2 = 5k \quad R_C = 3k \quad R_E = 1k \quad R_L = 4k \quad V_{cc} = 20 \quad \beta = 100$

$Q\,(2'8\,V,\ 4'3\,mA)$

$r_c = 3k \,||\, 4k = 1'71\,k$

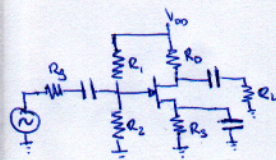
$r'e = \frac{25\,mV}{I_E} = \frac{25\,mV}{4'3\,mA} = 5'8\,\Omega$

$$A_v = \frac{-1710\,\Omega}{5'8\,\Omega} = -294'8$$

$$Z_{entrada} = Z_{base} \,||\, (R_1||R_2) = \frac{V_b}{i_b} \,||\, (R_1||R_2) = \frac{i_e \cdot r'e}{i_b} \,||\, (R_1||R_2) = \frac{\beta r'e \cdot i_b}{i_b} \,||\, (R_1||R_2) = \beta \cdot r'e \,||\, (R_1||R_2)$$

$$= 100 \cdot 5'8\,\Omega \,||\, (15k||5k) = 580 \,||\, 3k75 = 502\,\Omega$$

Ejemplo JFET (fuente común)



gm: inverso de la resistencia (mS, µS)

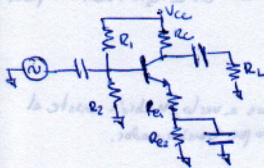
$g_m = \frac{1}{r'e}$ JFET → $g_m = \sqrt{4\beta I_D}$ MOSFET → $g_m = \sqrt{2KI_D}$

$$A_v = \frac{-r_c}{r'e} = \frac{-r_d}{1/g_m} = -g_m \cdot r_d$$

$r_c = R_C \,||\, R_L$

$r_d = R_D \,||\, R_L$

Emisor común con resistencia parcialmente desacoplada



$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-i_c \cdot r_c}{i_c(R_{e1} + r'e)} = \frac{-r_c}{R_{e1} + r'e}$$

$$Z_e = (R_1 \| R_2) \| Z_{base}$$

$$Z_{base} = \frac{V_b}{i_b} = \frac{i_c(R_{e1} + r'e)}{i_b} = \frac{\beta i_b (R_{e1} + r'e)}{i_b} = (R_{e1} + r'e)\beta$$

Ej./

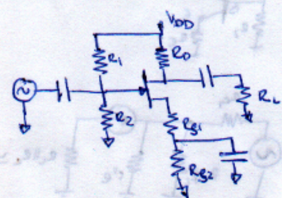
$R_1 = 15k$ $R_2 = 5k$ $V_{cc} = 20V$

$R_C = 3k$ $R_L = 4k$ $\beta = 100$

$R_{e1} = 100\Omega$ $R_{e2} = 900\Omega$

$$A_v = \frac{3k \| 4k}{100\Omega + \frac{25mV}{4'3mA}} \simeq 16'20 \qquad Z_{entrada} = (15k \| 5k) \| \left(100 + \frac{25mV}{4'3mA}\right) 100$$

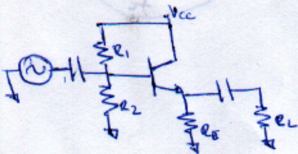
Fuente común con resistencia parcialmente desacoplada



$$A_{v_{bipolar}} = \frac{-r_c}{r'e + R_{e1}}$$

$$A_{v_{FET}} = \frac{-r_d}{\frac{1}{g_m} + R_{S1}} = \frac{-g_m \cdot r_d}{1 + g_m \cdot R_{S1}}$$

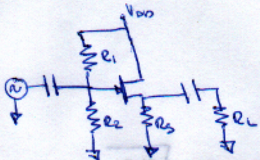
Colector común (seguidor de emisor)



$$A_v = \frac{V_e}{V_b} \leq 1 = \frac{r_e}{r'e + r_e}$$

$$Z_{entrada} = (\beta + 1) R_E$$

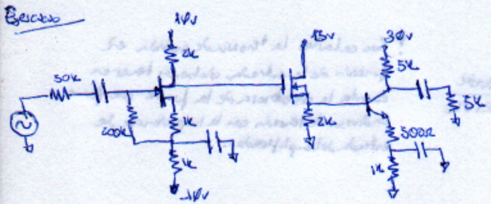
Drenador común (seguidor de fuente)



$$A_{v_{bipolar}} = \frac{r_e}{r'e + r_e}$$

$$A_{v_{FET}} = \frac{r_s}{\frac{1}{g_m} + r_s} = \frac{g_m \cdot r_s}{1 + g_m \cdot r_s}$$

Ejercicio

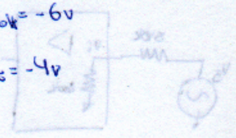


Q? $\beta = 200$

J? $\beta = 1\,mA/v^2$; $V_{GSoff} = -6v$

M? $K = 2mA/v^2$; $V_t = -4v$

A? Z?



JFET

$I_D = \beta(V_{GS} - V_{GSoff})^2$

$V_{GS} = V_G - V_S = -I_D \cdot 1k$ ↳ $2k \cdot I_D - 10$ ↳ $1k \cdot I_D - 10$

I_D < 8mA ; 4mA → ok! → ON ($V_{GS} = 4$)

$V_{DG} > -V_{GSoff}$

$V_D = 10 - 8 = 2v$

$V_G = 4 - 10 = -6v$

$(V_{DG} = 8v) > 6v$ activa!

$V_{DS} = V_D - V_S = 2 - (-2) = 4v$

J(4v, 4mA)

MOSFET

$I_D = \frac{K}{2}(V_{GS} - V_t)^2$

$V_{GS} = V_G - V_S = 2 - 2k \cdot I_D$ ↳ $2k \cdot I_D$ ↳ $= V_{DJFET} = 2v$

I_D < 2'25mA → ok! → ON ; 4mA

$V_{DG} > -V_t$

$V_D = 15v$

$V_G = 2v$

$(V_{DG} = 13v) > 4v$ activa!

$V_{DS} = V_D - V_S = 15v - 4'5v = 10'5v$

M (10'5v, 2'25mA)

BIPOLAR

$V_B = V_{BE} + V_E$

$V_B = V_{S_{MOSFET}} = 4'5v$

$4'5 = 0'7 + V_E$

$V_E = 3'8v$

$I_E \cdot R_E = 3'8v \rightarrow I_E = \frac{3'8v}{1k5} = 2'53mA$

$V_{CE} = 30 - 5k \cdot 2'53mA = 17'35v$

Q (17'35v, 2'53mA)

$g_{m_{JFET}} = \sqrt{4\beta I_D} = 4mS$ $\quad g_{m_{MOSFET}} = \sqrt{2KI_D} = 3mS$ $\quad r'e = \frac{25mV}{2'53mA} \simeq 10\Omega$

$Z_{1^a\,etapa} = 200k$ $\quad Z_{2^a\,etapa} = \infty$ $\quad Z_{3^a\,etapa} = Z_{base} = \beta(r'e + R_E) = 200 \cdot 500 \simeq 100k$

$A_{V_1} = \frac{-g_m \cdot r_D}{1 + g_m \cdot R_S} = \frac{-4mS \cdot 2k}{1 + 4mS \cdot 1k} = -1'6$

$r_D = R_D \| R_L = 2k \| \infty = 2k$

$A_{V_2} = \frac{g_m \cdot r_S}{1 + g_m r_S} = \frac{3mS \cdot 2k}{1 + 3mS \cdot 2k} = \frac{6}{7} = 0'85$

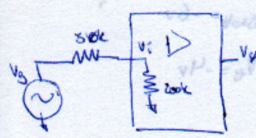
$r_S = 2k \| 100k \simeq 2k$

$A_{V_3} = \frac{-r_C}{r'e + R_{E1}} = \frac{-2k5}{10\Omega + 500\Omega} = -4'9$

$r_C = R_C \| R_L = 5k \| 5k = 2k5$

$A_{V_{total}} = A_{V_1} \cdot A_{V_2} \cdot A_{V_3} = (-1'6) \cdot 0'85 \cdot (-4'9) = \mathbf{6'6}$

TE-II-Ø22



$$V_\phi = A_v \cdot V_i = A_v \cdot V_g \frac{200k}{250k}$$

! Para calcular la tensión de salida en función de la entrada debemos tener en cuenta la resistencia de la fuente que forma un divisor de tensión con la impedancia de entrada del amplificador.